

철손을 고려한 유도전동기의 고정자 자속기준 벡터제어

魏 聖 敦, 申 明 昊, 玄 東 石

Stator Flux-Oriented Control of Induction Motor Considering Iron-Loss

Sung-Don Wee, Myoung-Ho Shin, Dong-Seok Hyun

요 약

최근, 벡터 제어에 있어 무시되어 온 철손의 영향이 여러 논문에서 분석 및 보상되어 왔다. 본 논문은 유도 전동기의 고정자자속 기준제어를 이용한 벡터 제어의 운전성능 향상에 관한 연구로서, 모델링시 철손을 고려하고 이를 제어기에 보상함으로써 동특성을 향상하는데 그 목적이 있다. 이를 위하여 무부하시험을 통한 철손 측정과 새로운 비간섭 제어기가 제안된다. 시뮬레이션 및 실험을 통해 제안된 기법의 타당성을 입증한다.

ABSTRACT

Recently, some works to consider the influences of iron loss have been made in vector control of induction motor. This paper investigates the effects of iron loss in stator flux-oriented system, and presents the control algorithm to consider iron loss. The iron loss is modeled by equivalent iron loss resistance in parallel to magnetizing inductance. The proposed method is verified by simulation and experimental results.

Key Words : Stator flux orientation, Speed sensorless vector control, Iron loss

1. 서 론

일반적으로 유도전동기의 벡터제어시 철손은 무시되어 왔는데, 철손을 무시할 경우 지령토크와 출력토크가 맞지 않는 등의 문제가 발생하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 철손에 의한 영향의 해석 및 보상에 관한 연구가 이루어져 왔다.^{[1]-[3]}

철손에 관한 연구는 회전자 자속기준제어에만 한정적으로 적용되어 왔고, 고정자 자속기준제어에는 적용되지 않았는데, 이는 회전자 자속기준제어시 비간섭제어가 가능하지만 고정자 자속기준제어시는 입력단에서의 간섭이 존재하는 단점이 있기 때문이다. 그러나 파라미터 변동에 대한 강인성 등의 장점으로 인해서 고정자 자속기준제어가 폭넓게 사용되고 있다.^[4]

본 논문에서는 철손을 고려한 고정자 자속기준 벡터

제어 알고리즘을 유도하고, 속도 센서리스 제어에서도 철손으로 인한 영향이 문제가 됨을 보인다. 또한, 철손의 보상으로 속도추정 및 토크응답의 정밀도가 향상되었음을 시뮬레이션 및 실험을 통해 입증한다.

2. 철손을 고려한 유도전동기 모델

그림 1은 유도전동기의 정지 2상 좌표계에서 철손을 자화인덕턴스와 병렬로 (연결된 등가저항으로 모델링하고, 속도 ω 로 회전하는 회전좌표축으로 변환한 등가 회로를 나타낸다. 이때, 전압, 전류, 자속 및 토크 방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega\lambda_{qs} \quad (1)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + p\lambda_{qs} + \omega\lambda_{ds} \quad (2)$$

$$0 = R_r i_{dr} + p\lambda_{dr} - (\omega - \omega_r)\lambda_{qr} \quad (3)$$

$$0 = R_r i_{qr} + p\lambda_{qr} + (\omega - \omega_r)\lambda_{dr} \quad (4)$$

$$R_s i_{ds} = p\lambda_{dm} - \omega\lambda_{qm}, \quad R_s i_{qs} = p\lambda_{qm} + \omega\lambda_{dm} \quad (5)$$

$$i_{ds} + i_{dr} = i_{dm} + i_{di}, \quad i_{qs} + i_{qr} = i_{qm} + i_{qi} \quad (6)$$

$$\lambda_{ds} = \lambda_{dm} + L_{ls} i_{ds}, \quad \lambda_{qs} = \lambda_{qm} + L_{ls} i_{qs} \quad (7)$$

$$\lambda_{dr} = \lambda_{dm} + L_{lr} i_{dr}, \quad \lambda_{qr} = \lambda_{qm} + L_{lr} i_{qr} \quad (8)$$

$$\lambda_{dm} = L_m i_{dm}, \quad \lambda_{qm} = L_m i_{qm} \quad (9)$$

$$T_e = \frac{3P}{4} (\lambda_{qr} i_{dr} - \lambda_{dr} i_{qr}) \quad (10)$$

여기서 R_i 는 등가 철손저항이다.

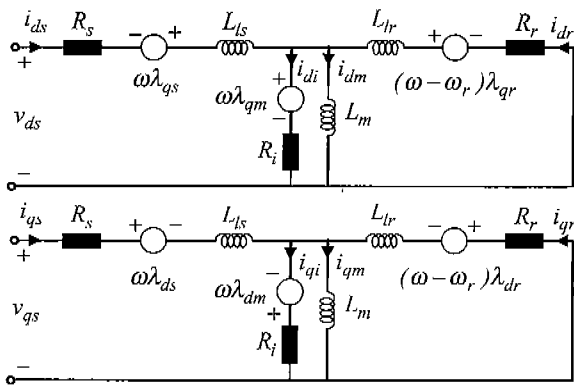


그림 1 철손을 고려한 유도전동기 d-q 등가회로
Fig. 1 d-q equivalent circuit with iron-loss

3. 철손저항 측정 및 철손전류 추정

일반적으로 등가 철손저항은 정현파 교류전원 또는 펄스폭변조 전원을 인가한 후 무부하시험을 함으로써 실험적으로 결정된다. 정현파 교류전원 대신 인버터를 사용하는 경우 기본주파수 이외에 발생하는 고조파성분에 의해 철손은 정현파 교류전원에 비해 전체적으로 2배 정도로 증가된다. 그러나 인버터의 기본파 전압분 이외의 고조파성분에 의해 발생하는 철손은 결과적으로 벡터제어의 비동조에 영향을 주지 않으며, 따라서 기본파 성분에 의해 발생한 철손의 측정이 요구된다.^[1]

철손 측정을 위하여 유도기의 회전축을 DC 모터에 직결하여 동기 속도로 회전시키면 유도기의 입력은 무부하 동손과 철손이 된다. 이중 기본주파수에 의해 발생된 철손 성분은 전력분석기를 사용하여 표 1의 모터에 대해서 그림 2와 같은 등가철손저항을 구하였다.

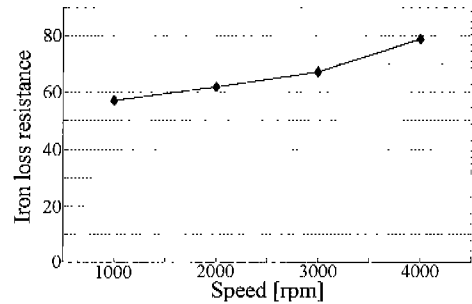


그림 2 속도에 따른 철손저항
Fig. 2 Iron-loss resistance

유도전동기의 자속은 자속제어가 원활히 수행된다면 d-q 동기좌표계에서의 자속값은 일정토오크영역에서 일정하게 유지되고, 약계자영역에서는 속도가 증가함에 따라 감소한다. 그러나 한 제어주기 동안의 자속의 변동분은 매우 적으므로, 자속의 변화는 무시할 수 있다. 그러므로, d-q 동기좌표계에서 상호자속의 변동분은 무시될 수 있고, 철손저항에 흐르는 전류는 (5)식을 정리하면 식 (11) 및 (12)와 같다. 이때 철손저항의 값은 그림 2에서, 속도 변화시 각각의 속도에 대응하는 값을 사용한다.

$$\hat{i}_{di}^e \approx \frac{-\hat{\omega}_e \hat{\lambda}_{dm}^e}{R_i} = \frac{-\hat{\omega}_e}{R_i} (\hat{\lambda}_{qs}^e - L_{ls} i_{qs}^e) \quad (11)$$

$$\hat{i}_{qi}^e \approx \frac{\hat{\omega}_e \hat{\lambda}_{dm}^e}{R_i} = \frac{\hat{\omega}_e}{R_i} (\hat{\lambda}_{ds}^e - L_{ls} i_{ds}^e) \quad (12)$$

여기서, 첨자 “e”는 동기좌표계, “^”는 추정값을 나타낸다.

4. 고정자 자속기준 속도 센서리스 벡터제어

고정자 자속의 추정은 보통 식 (13)과 같이 역기전력을 적분해서 구한다.

$$\lambda_{dqs}^s = \int (v_{dqs}^s - R_s i_{dqs}^s) dt \quad (13)$$

식 (13)을 순수적분기로 적분할 경우 포화 및 드리프트의 문제가 있다. 이 문제를 해결하기 위해 순수적분기 대신 저역통과필터를 사용하는데, 본 논문에서는 cascaded low pass filter를 이용하여 고정자 자속을 추정하였다.^[5] 이때 고정자 전압은 인버터의 스위칭

상태로부터 구하였다.^[6]

고정자 자속각 $\hat{\theta}_e$ 는 (14)식과 같으며, (14)식을 미분하면, 동기각속도 $\hat{\omega}_e$ 는 (15)식과 같다. (6)~(9)식으로부터 (16)식과 같이 회전자 자속을 추정하고, (6)~(9)식으로부터 식(17)을 구한 후, (16)식과 (17)식을 (4)식에 대입하면 (18)식과 같은 정상상태에서의 슬립 각속도를 얻을 수 있다. 회전자 각속도는 (19)식과 같다.

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \frac{\hat{\lambda}_{qs}^s}{\hat{\lambda}_{ds}^s} \quad (14)$$

$$\hat{\omega}_e = \frac{\hat{\lambda}_{ds}^s \dot{\lambda}_{qs}^s - \hat{\lambda}_{qs}^s \dot{\lambda}_{ds}^s}{|\hat{\lambda}_{dqs}^s|^2} \quad (15)$$

$$\hat{\lambda}_{dqr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\hat{\lambda}_{dqs}^s - \sigma L_s i_{dqs}^s) + L_{lr} \hat{i}_{dq}^s \quad (16)$$

$$i_{dqr}^e = \frac{\hat{\lambda}_{dqs}^e - L_s i_{dqs}^e}{L_m} + i_{dq}^e \quad (17)$$

$$\hat{\omega}_{sl} = \frac{L_s i_{qs}^e - L_m \hat{i}_{qi}^e}{T_r (\hat{\lambda}_{ds}^e - \sigma L_s i_{ds}^e) + \frac{L_{lr}}{R_r} L_m \hat{i}_{di}^e} \quad (18)$$

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_e - \hat{\omega}_{sl} \quad (19)$$

식(10)을 고정자 전류와 자속에 관하여 정리하고 고정자 자속기준에서의 토크방정식은 $\lambda_{qs}^e = 0$ 을 고려하면 식 (20)과 같으며, 토크 지령전류는 식 (21)과 같다.

$$T_e = \frac{3P}{4} [\lambda_{ds}^e (i_{qs}^e - i_{qi}^e) - L_{ls} (i_{di}^e i_{qs}^e - i_{qi}^e i_{ds}^e)] \quad (20)$$

$$i_{qs}^{e*} = \frac{\frac{4}{3P} T_e^* + \hat{i}_{qi}^e (\lambda_{ds}^* - L_{ls} i_{ds}^e)}{\lambda_{ds}^* - L_{ls} \hat{i}_{di}^e} = (K_p + \frac{K_i}{s}) (\omega_r^* - \hat{\omega}_r) + \alpha \quad (21)$$

여기서, $\alpha = \frac{\hat{i}_{qi}^e (\lambda_{ds}^* - L_{ls} i_{ds}^e)}{\lambda_{ds}^* - L_{ls} \hat{i}_{di}^e}$

식 (3)에, (16), (17)을 대입하여 정리하고 $\lambda_{qs}^e = 0$ 을 고려하면 식 (22)를 얻는다. 식 (22)는 d축 자속이 q축 고정자 전류와 철손 전류에 의해 간섭받음을 보여준다. 고정자 자속을 간섭항으로부터 독립시켜 제어하기 위해 식 (22)에 식 (23)을 대입하면 (24)식의 비간섭

보상전류를 얻을 수 있다. 그림 3은 제안된 벡터제어의 블록도를 나타낸다.

$$(1 + T_r p) \lambda_{ds}^e = (1 + \sigma T_r p) L_s i_{ds}^e - \sigma L_s T_r \omega_{sl} i_{qs}^e - L_m i_{di}^e - \frac{L_m}{R_r} (p L_{lr} i_{di}^e - \omega_{sl} L_{lr} i_{qi}^e) \quad (22)$$

$$i_{ds}^{e*} = (K_p + \frac{K_i}{s}) (\lambda_{ds}^* - \hat{\lambda}_{ds}^e) + i_{dq} \quad (23)$$

$$i_{dq} = \sigma T_r \hat{\omega}_{sl} i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_s} (\hat{i}_{di}^e - \frac{\hat{\omega}_{sl} L_{lr} \hat{i}_{qi}^e}{R_r}) \quad (24)$$

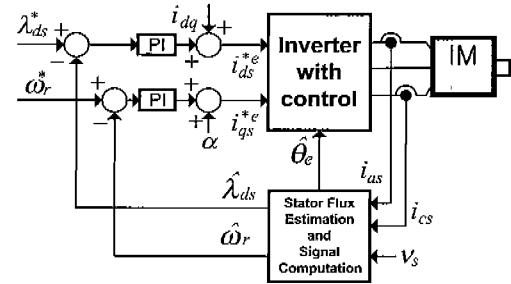


그림 3 고정자 자속기준 벡터제어 블록도
Fig. 3 Stator flux-oriented control drive system

5. 시뮬레이션 결과

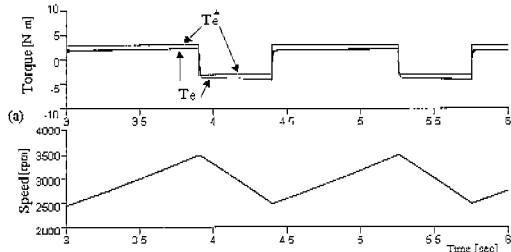
고속 영역에서 철손 보상 전후의 영향을 알아보기 위해 약계자 영역에서 시뮬레이션을 수행하였다. 유도전동기 파라미터는 표 1에 있다.

표 1 유도 전동기 파라미터
Table 1 INDUCTION MOTOR PARAMETERS

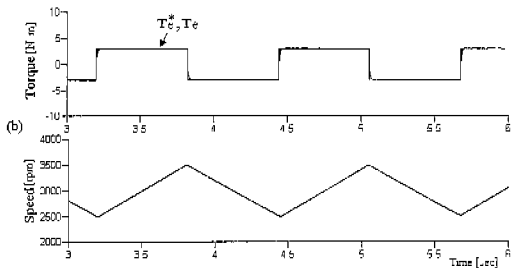
3상, 2.2kW, 4pole motor		
고정자 저항	1.26	[Ω]
회전자 저항	0.2	[Ω]
자화 인덕턴스	50	[mH]
고정자 누설 인덕턴스	4.7	[mH]
회전자 누설 인덕턴스	4.7	[mH]

그림 4(a)는 고정자 자속기준제어에서 철손 보상전의 모터 속도와 기준토크 및 발생토크를 나타낸다. 모터는 2500~3500rpm 사이에서 부하 토크를 인가하지 않은 상태로 가감속 운전을 반복 수행시켰으며, 약계자영역에서 자속지령은 전동기 회전속도에 반비례하여

변화시켰다. 이때 감속구간은 가속구간보다 짧으며, 기준토크보다 발생토크가 적음을 알 수 있다. 철손보상 이후의 토크 및 속도 파형은 그림 4(b)와 같으며, 완벽한 토크응답이 이루어지며, 가속과 감속구간이 거의 같음을 알 수 있다.



(a) 철손을 고려 안한 경우
(a) without compensation



(b) 철손을 고려한 경우
(b) with compensation

그림 4 가감속 운전시 기준토크, 출력토크 및 속도
Fig. 4 Torque responses

그림 5는 철손보상 전후에 있어서의 실제 회전속도와 추정된 회전속도간의 속도추정오차를 나타낸다. 속도추정오차는 철손보상 이후에 저감됨을 알 수 있다.

6. 실험 결과

제안한 방법을 TMS320C31을 사용한 인버터를 사용하여 실험하였다. DC링크전압 V_{dc} 는 325[V]이며, 스위칭 주파수는 4 [kHz]이다.

그림 6은 그림 4와 동일조건에서의 실험결과를 나타낸다. 그림 6(a)는 철손보상이 이루어지기 전의 속도 및 토크 파형을 나타내며, 그림 6(b)는 철손이 보상된 경우의 파형이다. 철손을 보상한 경우 앞서 나타난 시

물레이션과 동일하게 토크응답의 정밀도가 향상되는 것을 볼 수 있으며, 이에 따라 가감속 구간이 거의 동일해진다.

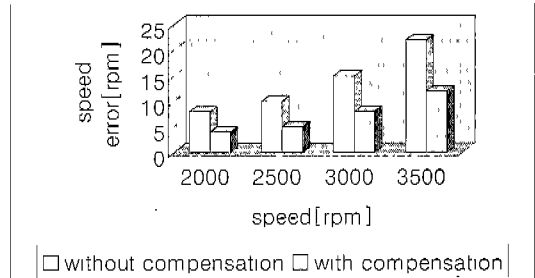
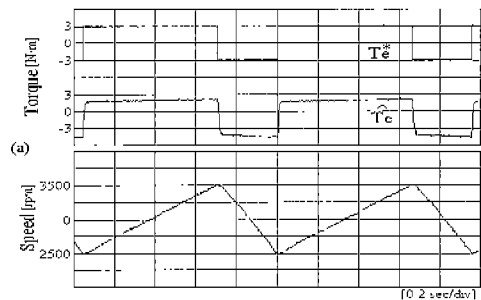
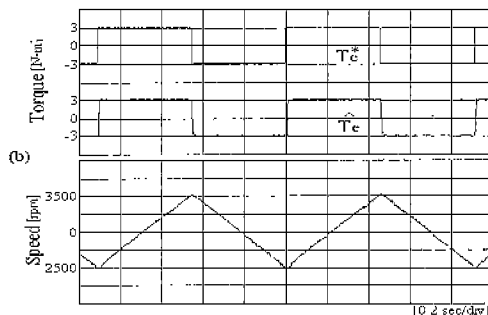


그림 5 철손 보상 전후의 속도추정오차
Fig. 5 The speed estimation errors



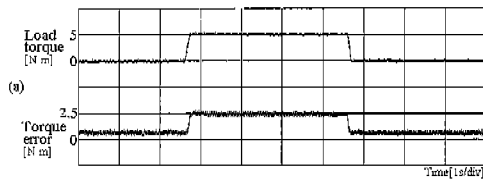
(a) 철손을 고려 안한 경우
(a) without compensation



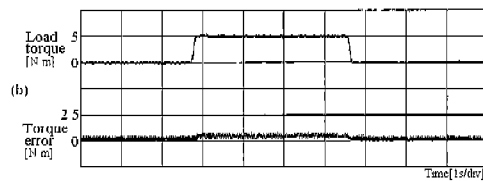
(b) 철손을 고려한 경우
(b) with compensation

그림 6 토크 및 속도 파형
Fig. 6 Torque responses

그림 7은 2500[rpm]에서 5[Nm]의 부하를 인가했을 경우의 부하토크 및 부하토크와 추정된 토크사이의 토크추정오차를 나타내고 있다. 철손을 고려했을 경우, 오차가 현저히 감소했음을 알 수 있다.



(a) 철손을 고려 안한 경우
(a) without compensation



(b) 철손을 고려한 경우
(b) with compensation

그림 7 부하 토크 인가시의 부하토크 및 토크추정오차
Fig. 7 Load torque and Torque estimation error

7. 결 론

본 논문에서는 철손을 고려하여 유도전동기를 모델링하고, 고정자자속 기준제어 알고리즘에 이를 적용하였다. 시뮬레이션 및 실험에 의해서 토크제어의 정밀도가 향상되었을 뿐만 아니라 속도센서리스 제어시스템의 속도추정오차가 감소했음을 보였다.

참 고 문 헌

[1] E. Levi, "Impact of Iron Loss on Behaviour of Vector Controlled Induction Machines," IEEE IAS94, pp.74-80, 1994.
[2] T. Mizuno, J. Takayama, T. Ichioka, "Decoupling Control Method of Induction Motor Taking Stator Core Loss Consideration," IPEC90, pp. 69-74, 1990.

[3] G. O. Garcia, J. A. Santisteban and S. D. Brignone, "Iron Losses Influence on a Field-Oriented Controller," IEEE IECON94, pp. 633-638, 1994.
[4] Xingyi Xu, Rik De Doncker and D. W. Novotny, "A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive," IEEE PESC88, pp. 870-876, 1988.
[5] Bimal K. Bose, M. Godoy Simoes Sensoes, "Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive," IEEE IAS95, pp. 137-143, 1995.
[6] T. G. Habetler and D. M. Divan, "Control Strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation," IEEE IAS89, pp. 514-522, 1989.

< 저 자 소 개 >



위성돈(魏聖敦)

1975년 4월 28일생. 1998년 한양대학교 공대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 졸업(석사).



신명호(申明昊)

1967년 11월 27일생. 1989년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년~1996년 삼성종합기술원 선임연구원. 1997년~현재 한양대학교 전기공학과 박사과정.



현동석(玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 원형공과대학 교환교수. 현재 한양대 공대 전기공학과 교수. 당 학회 회장.